Title: Transmission method with synchronous phase modulation and spectral spreading by direct sequence, corresponding transmitter and receiver and component for this receiver
Procede de transmission a modulation de phase synchrone et a etalement de spectre par sequence directe, emetteur et recepteur correspondants et composant pour ce recepteur.

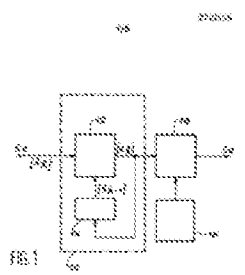


FIG.1

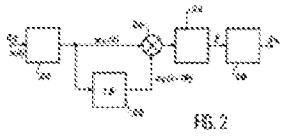


FIG.2

Abstract:
Source: FR2712129A Not only the data processed by phase modulation and spectral spreading are transmitted by direct sequence, but also a phase reference signal obtained by spectral spreading with the aid of a second pseudo-random sequence orthogonal to the first one and synchronous with it. Application to communications.

On transmet non seulement les donnees traitees par modulation de phase et etalement de spectre par sequence directe, mais aussi un signal de reference de phase obtenu par etalement de spectre a l'aide d'une seconde sequence pseudoaleatoire orthogonale a la premiere et synchrone avec celle-ci. Applications aux communications.

Owner(s) / Assignee(s): COMMISSARIAT A ENERGIE ATOMIQUE ; COMMISSARIAT ENERGIE ATOMIQUE

Inventor(s): LE ROY ALAIN ; ALAIN LE ROY

Published in: (family)

Country	Publication number	Publication date	Application number	Application date	Description
FRANCE	FR2712129 A1	May 12, 1995	FR19930013001	Nov 2, 1993	APPLICATION, FIRST PUBLICATION
FRANCE	FR2712129 B1	Dec 1, 1995	FR19930013001	Nov 2, 1993	PATENT OF INVENTION (SECOND PUBLICATION)

Priority: FR19930013001 19931102

International class: H03H9/30 H03H9/64 H04B1/707 (Advanced/Invention); H03H9/00 H04B1/707 (Core/Invention)

European class: H03H9/00U1A1 H03H9/64E3 H04B1/707C

Cited documents: WO9210892, WO9202297, EP0360476,

Hide Information

Showing record 1 of 1 **Back to Search Results**

What's new | **NEW!** PatBase tutorials! | **NEW! You are in PatBase Global** ▸ Change to PatBase USA

Basic search | Number search | Advanced search | Boolean search | Help

Select Language:

(19) RÉPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

PARIS

(11) N° de publication : **2 712 129**
(à n'utiliser que pour les commandes de reproduction)

(21) N° d'enregistrement national : **93 13001**

(51) Int Cl⁶ : H 04 B 7/216, H 04 L 27/18

(12) DEMANDE DE BREVET D'INVENTION A1

(22) **Date de dépôt** : 02.11.93.

(30) **Priorité** :

(43) **Date de la mise à disposition du public de la demande** : 12.05.95 Bulletin 95/19.

(56) **Liste des documents cités dans le rapport de recherche préliminaire** : *Se reporter à la fin du présent fascicule.*

(60) **Références à d'autres documents nationaux apparentés** :

(71) **Demandeur(s)** : *COMMISSARIAT A L'ENERGIE ATOMIQUE Etablissement de Caractère Scientifique, Technique et Industriel* — FR.

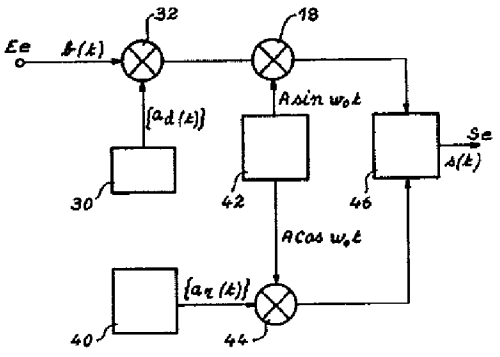
(72) **Inventeur(s)** : Le Roy Alain.

(73) **Titulaire(s)** :

(74) **Mandataire** : Brevatome.

(54) Procédé de transmission à modulation de phase synchrone et à étalement de spectre par séquence directe, émetteur et récepteur correspondants et composant pour ce récepteur.

(57) On transmet non seulement les données traitées par modulation de phase et étalement de spectre par séquence directe, mais aussi un signal de référence de phase obtenu par étalement de spectre à l'aide d'une seconde séquence pseudoaléatoire orthogonale à la première et synchrone avec celle-ci.
Applications aux communications.



FR 2 712 129 - A1

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

PROCEDE DE TRANSMISSION A MODULATION DE PHASE SYNCHRONE ET A ETALEMENT DE SPECTRE PAR SEQUENCE DIRECTE, EMETTEUR ET RECEPTEUR CORRESPONDANTS ET COMPOSANT POUR CE RECEPTEUR

DESCRIPTION

Domaine technique

La présente invention a pour objet un procédé de transmission à modulation de phase synchrone et à étalement de spectre par séquence directe, un émetteur et un récepteur correspondants et un composant pour ce récepteur.

La technique de modulation à étalement de spectre par séquence directe est utilisée déjà depuis de nombreuses années, en particulier dans les radiocommunications avec les satellites et dans le domaine militaire. Les avantages de cette technique sont multiples :

a) discrétion : cette discrétion est liée à l'étalement de l'information transmise sur une large bande de fréquence. Il en résulte une faible densité spectrale de la puissance émise. Cette caractéristique rend cette technique particulièrement attrayante pour les applications militaires, qui impliquent des systèmes de transmission les plus discrets possibles. Elle est également intéressante pour les applications civiles, car elle rend possible l'attribution d'une même bande de fréquence à des services utilisant les techniques classiques de modulation à étalement de spectre,

b) résistance aux brouilleurs et aux interférences : cette résistance est d'autant plus grande que la séquence pseudoaléatoire utilisée pour

étaler le spectre est longue. Cette caractéristique est primordiale dans les applications militaires. Elle est également utile dans les applications civiles car il faut, outre les interférences dues aux utilisateurs travaillant en bande étroite, éviter les interférences à large bande engendrées par les autres émissions à étalement de spectre,

c) possibilité de mettre en oeuvre un protocole d'accès multiple à répartition par les codes : cette technique consiste à affecter des séquences pseudoaléatoires d'étalement orthogonales (c'est-à-dire possédant des coefficients d'intercorrélation faibles) aux différents utilisateurs. Elle reste toutefois difficile à mettre en oeuvre car elle impose une gestion efficace de la puissance d'émission.

La technique de modulation à étalement de spectre par séquence directe est largement décrite dans la littérature spécialisée. Deux ouvrages de référence peuvent être cités : le premier, intitulé "Spread Spectrum Communications" de Marvin K. Simon et al., édité chez : Computer Science Press, USA et le second intitulé "Spread Spectrum Systems" de Robert C. Dixon, édité chez John Wiley and Sons, USA.

La présente invention concerne essentiellement les liaisons radio avec des mobiles en présence d'une propagation à trajets multiples. Elle peut donc s'appliquer aux systèmes de transmission entre véhicules automobiles en milieu urbain, aux liaisons de télécommande ou de télémesure à l'intérieur ou à l'extérieur de bâtiments, et même aux réseaux locaux informatiques dite "sans fil", à l'intérieur des bâtiments. Dans ce dernier cas, les deux extrémités de la liaison sont fixes mais les réflexions produites par

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

le personnel en mouvement dans le bâtiment donnent au canal radio les caractéristiques d'un canal avec mobiles.

Etat de la technique antérieure

Dans un émetteur de données numériques utilisant une technique de modulation classique, les données à émettre modulent une porteuse radio. La modulation employée peut être une modulation de phase, de fréquence ou d'amplitude ou une modulation mixte. Pour simplifier l'exposé, on se limitera aux modulations de phase, qui sont aujourd'hui les plus utilisées. Les données numériques à transmettre sont des éléments binaires, ou bits. Ces bits ont une période T_b, c'est-à-dire que tous les T_b il faut transmettre un nouveau bit.

Avec ces bits, on peut fabriquer des symboles dont la période est notée T_s. Ce sont ces symboles qui vont moduler la porteuse radio. Le débit en symboles s'exprime en baud (ou symboles/sec).

Deux exemples peuvent illustrer cette technique :

a) la modulation dite BPSK (pour "Binary Phase Shift Keying"). Elle consiste à affecter un état de phase, par exemple 0 aux bits 0, et un état de phase π aux bits 1. Dans ce cas, le symbole est le bit lui-même et $T_s=T_b$, la porteuse radio voit son état de phase imposé tous les bits.

b) La modulation dite QPSK (pour "Quaternary Phase Shift Keying"). Elle consiste à utiliser des symboles formés par deux bits successifs. Ces symboles peuvent donc prendre quatre états (00, 01, 10, 11). On affecte un état de phase de la porteuse à chacun de ces états. Dans ce cas,

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_1_>

$T_S=2T_b$. La porteuse radio voit son état de phase imposé tous les 2 bits.

Il est possible d'améliorer le spectre du signal radio émis et, en particulier, de diminuer la puissance dans les lobes secondaires parasites, en utilisant des modulations de phase plus sophistiquées pour lesquelles le signal modulant est mis en forme (filtré) avant modulation. On parle alors de modulations MSK, GMSK, SRC_4, etc...

Côté réception, on distingue deux grandes familles de démodulation : la démodulation cohérente et la démodulation non cohérente. Les techniques de démodulation cohérente consistent à réaliser, dans le récepteur, un sous-ensemble dont le rôle est d'estimer la phase moyenne de la porteuse, de manière à reconstituer une référence de phase. Cette référence de phase est ensuite mélangée avec le signal reçu pour démoduler les données.

Cette technique est la plus performante dans les canaux radio où un bruit de type gaussien s'ajoute au signal utile. C'est le cas, par exemple, des transmissions avec les satellites. En présence de trajets multiples, cette technique donne de très mauvais résultats.

La technique de démodulation non cohérente est fondée sur l'observation selon laquelle il suffit que la référence de phase du symbole en cours soit la phase du symbole précédent. Dans ce cas, le récepteur n'estime pas la phase des symboles mais la différence de phase entre deux symboles successifs. On se trouve alors en présence de modulation différentielle de phase DPSK ("Differential Phase Shift Keying") ou DQPSK ("Differential Quadrature Phase Shift Keying").

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

La figure 1 annexée montre le schéma synoptique d'un émetteur DPSK. Cet émetteur possède une entrée Ee, qui reçoit les données b_k à émettre et il comprend un codeur différentiel 10 (composé d'un circuit logique 12 et d'un circuit à retard 14), un oscillateur local 16 et un modulateur 18 relié à une sortie Se qui délivre le signal DPSK.

Le circuit logique 12 reçoit les données binaires b_k et délivre des données binaires d_k. Le circuit logique 12 reçoit également les données retardées d_{k-1}. L'opération logique effectuée dans le circuit 12 est l'opération OU exclusif sur les données b_k et sur le complément de d_k retardé (c'est-à-dire sur $\overline{d_{k-1}}$)

$d_k = b_k \oplus \overline{d_{k-1}}$.

La figure 2 annexée montre le schéma synoptique d'un récepteur correspondant, du type démodulateur différentiel. Ce récepteur possède une entrée Er et comprend un filtre passe-bande 20, un circuit à retard d'une durée Tb, référencé 22, un multiplieur 24, un intégrateur 26 sur une période Tb et un circuit logique de décision 28. Le récepteur possède une sortie Sr qui restitue les données.

La bande passante du filtre d'entrée est comprise entre la bande de NYQUIST (égale à $1/T_b$) et la largeur du lobe principal du signal DPSK, qui vaut $2/T_b$.

Si l'on note x(t) le signal appliqué à l'entrée Er, le multiplieur 24 reçoit les signaux filtrés $x_F(t)$ et $x_F(t-T_b)$. Le produit est intégré sur une période T_b dans l'intégrateur 26, lequel délivre un signal dont la polarité permet de déterminer la valeur du bit transmis.

La technique à étalement de spectre par séquence directe consiste à multiplier la suite des données $\{d_k\}$

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

obtenues après le codage différentiel par une séquence pseudoaléatoire ayant un débit beaucoup plus élevé que le débit des données à transmettre. Cette séquence pseudoaléatoire, notée $\{C_1\}$, possède un débit binaire N fois plus élevé que le débit des données binaires à transmettre. La durée T_c d'un élément binaire de cette séquence pseudoaléatoire, élément appelé aussi "chip", est donc égale à T_b/N.

Le débit en "chips" de la séquence pseudoaléatoire peut être de plusieurs mégachips, voire plusieurs dizaines de mégachips par seconde.

La figure 3 montre le schéma synoptique d'un émetteur à étalement de spectre par séquence directe. Les éléments déjà représentés sur la figure 1 portent les mêmes références. L'émetteur comprend, en plus de celui de la figure 1, un générateur 30 de séquences pseudoaléatoires et un multiplieur 32.

Le récepteur correspondant présente la même structure que le récepteur de la figure 2, si ce n'est que le filtre 20 est maintenant un filtre adapté dont la réponse impulsionnelle est la renversée dans le temps de la séquence pseudoaléatoire utilisée dans l'émetteur.

La séquence pseudoaléatoire utilisée à l'émission pour moduler les données doit posséder une fonction d'autocorrélation présentant un pic marqué (de valeur N) pour un retard nul et des lobes secondaires le plus faible possible. Ceci peut être obtenu en utilisant des séquences de longueur maximale (appelées aussi m-séquence) ou des séquences dites de GOLD ou de KASAMI par exemple.

Les séquences utilisables dans un système à étalement de spectre ont fait l'objet d'études intensives. Ces études sont résumées dans l'article

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

intitulé "Cross-correlation Properties of Pseudorandom and Related Sequences" par Dilip V. SARWATE et Michael B. PURSLEY, publié dans la revue "Proceedings of the IEEE", vol. 68, n° 5, mai 1980, pp. 593 à 619.

Le filtre d'entrée utilisé dans un récepteur à étalement de spectre possède une réponse impulsionnelle équivalente en bande de base notée H(t) et cette réponse doit être le complexe conjugué renversé dans le temps de la séquence pseudoaléatoire utilisée à l'émission :

$H(t) = c^*(T-t)$

Le signal délivré par un tel filtre vaut donc :

$x_F(t) = x(t) * H_F(t)$

où le signe * désigne l'opération de convolution,

soit $x_F(t) = \int_o^t x(s).c^*(s-t)ds$.

Le filtre adapté réalise donc la corrélation entre le signal appliqué à son entrée et la séquence pseudoaléatoire d'étalement.

Dans un canal à bruit additif gaussien, le signal $x_F(t)$ va donc se présenter sous la forme d'un signal impulsionnel, la fréquence de répétition des impulsions étant égale à $1/T_b$. L'enveloppe de ce signal est la fonction d'autocorrélation du signal c(t). L'information est véhiculée par la différence de phase entre deux pics de corrélation successifs.

La sortie du multiplieur va donc être formée d'une succession de pics positifs ou négatifs, suivant la valeur du bit transmis.

Dans le cas d'une transmission radio en présence de trajets multiples, la sortie du filtre adapté va être formée d'une succession de pics de corrélation, chaque pic correspondant à un trajet de propagation.

Les différents signaux sur la chaîne de réception sont représentés sur la figure 4. La ligne (a)

représente le signal filtré $x_F(t)$; la ligne (b) le signal de corrélation $x_F(t) * x_F(T-t)$; la ligne (c) le signal 1 à la sortie de l'intégrateur.

Cette technique connue est décrite en détail dans l'article intitulé "Direct-sequence Spread Spectrum with DPSK Modulation and Diversity for Indoor Wireless Communications" publié par Mohsen KAVEHRAD et Bhaskar RAMAMURTHI dans la revue "IEEE Transactions on Communications", vol. COM 35, n° 2, février 1987.

Dans ce qui précède, la modulation à étalement de spectre DPSK a été décrite. Il est évident que cette technique peut s'appliquer de la même manière à toutes les modulations différentielles. Dans le cas de la modulation DQPSK par exemple, chaque pic de corrélation en sortie du filtre adapté pourra prendre quatre états de phase, alors qu'il n'y en avait que deux avec une modulation DPSK.

Malgré leur grand intérêt, ces techniques présentent des inconvénients. En effet, elles supposent implicitement que les caractéristiques du canal de transmission n'ont pas évolué pendant la durée de bit T_b. Autrement dit, la modulation différentielle de phase ne fonctionne correctement que si la condition suivante est respectée :

$$T_b << \frac{1}{F_D}$$

où F_D est la fréquence DOPPLER du système.

Cette condition, qui rend valide l'hypothèse de quasi-stationnarité du canal, est vérifiée dans la plupart des cas. Mais la fréquence F_D est proportionnelle à la fréquence radio et à la vitesse relative entre émetteur et récepteur de sorte que pour

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

des fréquences porteuses élevées, cette hypothèse peut être parfois mise en défaut.

La présente invention a justement pour but de remédier à cet inconvénient en proposant une nouvelle technique insensible aux effets induits par effet DOPPLER dans les modulations différentielles.

Exposé de l'invention

Le principe sur lequel se fonde l'invention consiste à transmettre simultanément la phase liée à la donnée à transmettre et une phase de référence. Les signaux radioélectriques qui véhiculent ces deux informations utilisent la même bande de fréquence et sont transmis simultanément. Ils se propagent par les mêmes trajets radio. Le récepteur va pouvoir, trajet par trajet, comparer la phase du signal et la phase de référence. Ceci peut se faire en utilisant la technique à étalement de spectre par séquence directe et, grâce à cela, les effets parasites induits par effet DOPPLER peuvent être quasiment éliminés.

De façon précise, la présente invention a pour objet un procédé de transmission à modulation de phase et à étalement de spectre par séquence directe, caractérisé par le fait que :

A) à l'émission :

- on produit une première séquence pseudo-aléatoire d'éléments binaires,
- on multiplie les données à transmettre par cette première séquence pseudo-aléatoire,
- on engendre une première onde porteuse,
- on module en amplitude cette première onde porteuse par les données à transmettre

multipliées par la première séquence pseudo-aléatoire,

- on produit une seconde séquence pseudo-aléatoire d'éléments binaires, orthogonale à la première et synchrone avec celle-ci,
- on engendre une seconde onde porteuse de même fréquence que la première,
- on module en amplitude cette seconde onde porteuse par la seconde séquence pseudo-aléatoire,
- on fait la somme de la première porteuse modulée et de la seconde porteuse modulée et on émet la somme,

B) à la réception :

- on reçoit le signal transmis,
- on soumet le signal reçu à un premier filtrage adapté caractérisé par une réponse impulsionnelle qui est la renversée dans le temps de la première séquence pseudo-aléatoire utilisée à l'émission, ce qui donne un premier signal filtré,
- on démodule le premier signal filtré en utilisant le second signal filtré comme référence de phase.

Dans une variante avantageuse, la seconde porteuse est en quadrature avec la première.

La présente invention a encore pour objet un émetteur et un récepteur pour la mise en oeuvre du procédé qui vient d'être défini.

Le récepteur comprend deux filtres adaptés et ces filtres sont, de préférence, constitués par des filtres à onde acoustique de surface.

La présente invention a encore pour objet un composant à ondes acoustiques de surface, apte à être utilisé dans le récepteur de l'invention.

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

Brève description des dessins

- la figure 1 montre le schéma synoptique d'un émetteur à codage différentiel selon l'art antérieur ;
- la figure 2 montre le schéma synoptique d'un récepteur correspondant ;
- la figure 3 montre le schéma synoptique d'un émetteur à étalement de spectre par séquence directe selon l'art antérieur ;
- la figure 4 montre l'allure de différents signaux apparaissant dans un récepteur à étalement de spectre par séquence directe ;
- la figure 5 est un schéma synoptique d'un émetteur conforme à l'invention ;
- la figure 6 est un schéma synoptique d'un récepteur conforme à l'invention ;
- la figure 7 illustre une variante d'émetteur utilisant une séquence pseudo-aléatoire supplémentaire ;
- la figure 8 montre un mode de réalisation d'un composant à ondes acoustiques de surface pour récepteur selon l'invention ;
- la figure 9 montre un autre mode de réalisation d'un composant à ondes acoustiques de surface utilisant des séquences pseudoaléatoires réciproques.

Exposé détaillé de modes de réalisation

On voit, sur la figure 5, un schéma d'un mode particulier de réalisation d'un émetteur selon l'invention. Cet émetteur comprend des moyens déjà représentés sur la figure 3 et qui portent les mêmes références, à savoir un générateur 30 de séquence

pseudoaléatoire, un multiplieur 32, un modulateur 18. L'émetteur représenté comprend en outre un second générateur de séquence pseudoaléatoire, référencé 40, qui délivre une séquence notée $a_r(t)$, qui est orthogonale à la séquence $a_d(t)$ émise par le générateur 30 et synchrone avec celle-ci (dans ces notations, l'indice d se réfère aux données et l'indice r à la référence). Par ailleurs, un oscillateur 42 délivre non seulement la porteuse nécessaire au modulateur 18 mais aussi une seconde porteuse qui, dans la variante illustrée est en quadrature avec la première. Si l'on convient que la première porteuse s'exprime en $A\sin w_o t$, la seconde est alors en $A\cos w_o t$.

L'émetteur comprend encore un second modulateur 42 recevant la seconde porteuse en $A\cos w_o t$ et la seconde séquence pseudoaléatoire $a_r(t)$ délivrée par le générateur 40. Les deux sorties des modulateurs 18 et 44 sont connectées à un additionneur 46 possédant une sortie Se, laquelle délivre un signal s(t) qui a la forme :

$$s(t) = Ab(t)\, a_d(t) \sin w_o t + Aa_r(t) \cos w_o t$$

Comme pour une transmission à étalement de spectre classique, les séquences pseudoaléatoires $a_r(t)$ et $a_d(t)$ sont formées par N chips de période T_c. Ces deux séquences sont synchrones et orthogonales. On a donc les relations suivantes :

$Ca_r,a_r(0) = N$ $\quad$ $Ca_r,a_r(\tau) << N$ quel que soit $\tau > T_c$

$Ca_d,a_d(0) = N$ $\quad$ $Ca_d,a_d(\tau) << N$ quel que soit $\tau > T_c$

$Ca_r,a_d(\tau) << N$ quel que soit τ,

où Ca_r,a_r désigne la fonction d'autocorrélation de la séquence $a_r(t)$, Ca_d,a_d celle de la séquence $a_d(t)$ et Ca_r,a_d la fonction d'intercorrélation entre les deux séquences.

Les deux séquences $a_r(t)$ et $a_d(t)$ peuvent être, par exemple, deux m-séquences orthogonales ou deux

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

séquences extraites d'un jeu de séquences de GOLD ou de KASAMI.

Le signal finalement émis peut être considéré comme la somme de deux signaux à spectre étalé (par les séquences $a_d(t)$ et $a_r(t)$) déphasés de $\pi/2$ ou comme un signal QPSK. Les signaux $b(t)a_d(t)$ et $a_r(t)$ étant synchrones, le signal $s(t)$ est à amplitude constante comme tout signal QPSK.

Le schéma synoptique du récepteur est représenté sur la figure 6. Il possède une entrée Er recevant un signal $x(t)$, et, classiquement, un premier filtre 20 adapté à la première séquence pseudoaléatoire $a_d(t)$ et délivrant un signal filtré $s_d(t)$, un multiplieur 24, un intégrateur 26 et une logique de décision 28. Il possède une sortie Sr. Le récepteur de l'invention comprend en outre un second filtre adapté 50, dont la réponse impulsionnelle est la renversée dans le temps de la seconde séquence pseudoaléatoire $a_r(t)$ utilisée à l'émission. Ce second filtre délivre un signal $s_r(t)$ qui sert de référence de phase dans l'opération de démodulation effectuée dans le multiplieur 24 et les circuits qui suivent. Le récepteur comprend encore un déphaseur 52 de $\pi/2$ qui délivre un signal noté $s^*(t)$.

De façon plus précise, soient $H_r(t)$ et $H_d(t)$ les réponses impulsionnelles des deux filtres 20 et 50. On a :

$H_r(t) = a_r(T-t)$

et $H_d(t) = a_d(T-t)$.

Dans le cas d'un canal radio à bruit additif de type gaussien, le signal $x(t)$ à l'entrée du récepteur peut s'écrire

$x(t) = G.s(t) + e(t)$

où G est l'atténuation du canal radio et $e(t)$ le bruit.

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

Les signaux $s_r(t)$ et $s_a(t)$ peuvent alors s'écrire :

$s_r(t)=GACa_{r,}a_r(t)\cos w_o t + GAb(t)Ca_{r,}a_d(t)\sin w_o t + e_r(t)$

et

$s_d(t)=GAb(t)Ca_{d,}a_d(t)\sin w_o t+GACa_{d,}a_r(t)\cos w_o t + e_d(t)$.

Enfin le signal $s_d^*(t)$ en sortie du déphaseur 52 s'écrit :

$s_d^*(t)=GAb(t)Ca_{d,}a_d(t)\cos w_o t-GACa_{d,}a_r(t)\sin w_o t+e_d^*(t)$

$e_r(t)$, $e_d(t)$ et $e_d^*(t)$ étant des bruits gaussiens.

La sortie du démodulateur 24 est le produit de $s_r(t)$ par $s_d^*(t)$. Son terme principal s'écrit, pour T=O :

$$G^2A^2b(t)N^2\frac{\sqrt{2}}{2}$$

(le terme $\frac{\sqrt{2}}{2}$ correspond à l'intégration du terme en $\cos^2 w_o t$). On retrouve donc le symbole émis b(t).

Dans une configuration radioélectrique à trajets multiples, à chaque trajet de propagation va correspondre un pic de corrélation en sortie des filtres adaptés 20 et 50. Ces pics de corrélation seront donc synchrones et la différence de phase entre les signaux $s_r(t)$ et $s_d(t)$ va dépendre de la valeur du bit émis.

Le procédé de l'invention permet donc de véhiculer une information de phase et une phase de référence, et cela simultanément dans la même bande de fréquence, et de démoduler cette information de phase, trajet par trajet. L'invention présente donc tous les avantages d'un système à étalement de spectre et à diversité de trajet tel que décrit dans l'article de M. KAVEHRAD cité précédemment avec, en plus, une totale insensibilité à l'effet DOPPLER.

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

La description qui précède se rapporte à une seule voie de transmission. Mais l'invention peut se généraliser à un nombre quelconque de voies. Si K est le nombre de voies, le système permet de véhiculer, en parallèle, K-1 voies de données et une voie de référence. Chacune de ces voies travaillant avec une séquence pseudoaléatoire, les K séquences doivent être orthogonales deux à deux et synchrones.

Dans la réalisation décrite à la figure 5, la séquence de référence $a_r(t)$ est émise en permanence. Il en résulte que le spectre du signal s(t) va présenter des raies espacées de 1/T, puisque T est la durée de la séquence que l'on répète indéfiniment. Pour éviter ce phénomène, il est possible de moduler la séquence de référence $a_r(t)$ par des données pseudoaléatoires auxiliaires c(t) de même période que celles des données b(t). Pour pouvoir retrouver le données b(t), il faut que la même séquence pseudoaléatoire module la séquence $a_d(t)$. Dans ce cas, les données pseudoaléatoires auxiliaires c(t) modulant les deux voies de données du modulateur, elles sont éliminées dans le récepteur différentiel synchrone.

Le schéma de l'émetteur correspondant est donné à la figure 7. Cet émetteur comprend, en plus des moyens déjà représentés sur la figure 5, un troisième générateur de séquence pseudoaléatoire 60, un multiplieur 62 recevant les signaux de données $b(t)a_d(t)$ et la troisième séquence pseudoaléatoire $c(t)a_d(t)$ délivrée par 60, et un multiplieur 64 recevant la séquence de référence $a_r(t)$ et ladite troisième séquence.

Grâce à cette technique, le signal émis est le plus aléatoire possible, à la manière de certains brasseurs ("scrambler") utilisés dans les modems.

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

Dans toutes les variantes décrites à l'aide des figures 5 et 7, les circuits multiplieurs 32, 62, 64 peuvent être des circuits logiques, notamment des portes logiques de type OU-exclusif.

Pour réaliser les filtres adaptés 20 et 50 du récepteur, on peut avantageusement tirer profit de la technique des filtres à ondes acoustiques de surface. De tels filtres sont décrits dans de nombreux articles, et notamment dans l'article intitulé "Practical Surface Acoustic Wave Devices", publié par Melvin G. HOLLAND et al., dans "Proceedings of the IEEE", vol. 62, n°5, mai 1974, pp. 582-611. L'application aux communications à étalement de spectre est plus spécialement décrite dans l'article intitulé "Application of Acoustic Surface-wave Technology to Spread Spectrum Communications" publié par D.T. BELL et al. dans "IEEE Trans on MTT", vol. MTT 21, n°4, avril 1973, pp. 263-271.

On peut consulter également le document EP-A-0 409 538.

Un filtre à ondes acoustiques de surface est formé en général de deux transducteurs, dits d'entrée et de sortie, constitués d'électrodes déposées sur un substrat ayant des caractéristiques piézoélectriques. Pour des raisons de stabilité en température, on choisit souvent le quartz pour le substrat. Les électrodes peuvent être en aluminium. A chaque transducteur il est possible d'associer deux fonctions de transfert (ou deux réponses impulsionnelles) correspondant aux deux ondes acoustiques produites respectivement vers la droite et vers la gauche du transducteur. En effet, la structure des transducteurs

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

n'est pas toujours symétrique. On peut même jouer quelquefois sur cette dissymétrie pour favoriser l'une des deux ondes acoustiques. On peut supposer qu'il existe entre les transducteurs d'entrée et de sortie du dispositif, un transducteur fictif dont la réponse impulsionnelle est une impulsion de DIRAC $\delta(t)$. Le signal électrique en sortie de ce transducteur fictif va être un signal intermédiaire i(t) défini par :

$i(t) = e(t) * I_{ed}(t)$

où $I_{ed}(t)$ est la réponse impulsionnelle du transducteur d'entrée vers la droite. On a, par cet artifice, défini la réponse impulsionnelle "équivalente" du transducteur d'entrée.

Si l'on dispose un transducteur fictif à gauche du transducteur d'entrée, on peut,de la même manière définir une réponse impulsionnelle à gauche, et en désignant par i'(t) le signal de sortie du transducteur fictif, on a :

$i'(t) = e(t) * I_{eg}(t)$

où $I_{eg}(t)$ est la réponse impulsionnelle du transducteur d'entrée vers la gauche. Avec ces définitions, si L est la distance séparant les deux transducteurs fictifs, on a la relation suivante :

$I_{eg}(t) = I_{ed}((L/v)-t)$

v étant la vitesse de propagation des ondes acoustiques de surface sur le substrat piézoélectrique (v=3150 m/s dans le cas du quartz).

De la même manière, on peut définir les réponses impulsionnelles du transducteur de sortie vers la gauche et vers la droite, soit $I_{sg}(t)$ et $I_{sd}(t)$ et l'on obtient en particulier :

$s(t) = i(t) * I_{sg}(t)$

ou encore $s(t) = e(t) * I_{ed}(t) * I_{sg}(t)$

La réponse impulsionnelle I(t) du dispositif global est donc le produit de la réponse impulsionnelle

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

du transducteur d'entrée vers la droite par la réponse impulsionnelle du transducteur de sortie vers la gauche :

$I(t) = I_{ed}(t) * I_{sg}(t)$

Une autre caractéristique des filtres à ondes acoustiques de surface est leur réciprocité. Celle-ci est due au fait que les circuits à ondes acoustiques de surfaces sont des quadripoles sans perte (sans élément dissipatif) et réciproques. Cette dernière remarque signifie que si l'on applique le signal d'entrée e(t) sur le transducteur de sortie, on retrouvera le signal de sortie s(t) sur le transducteur d'entrée. Dans les deux cas, la réponse impulsionnelle du quadripole est la même.

Comme le procédé de l'invention utilise, à l'émission, deux séquences pseudoaléatoires d'étalement ($a_d(t)$ et $a_r(t)$), le récepteur correspondant doit utiliser deux filtres séparément adaptés à ces deux séquences. Ces filtres doivent réaliser l'opération de corrélation entre le signal appliqué sur leur entrée et la séquence pseudoaléatoire à laquelle ils sont adaptés. Ces filtres doivent donc posséder une réponse impulsionnelle égale à a(T-t), si a(t) est la séquence pseudoaléatoire en question (dans la réalité, la réponse impulsionnelle est de la forme a(T-t)*k(t), le rôle de k(t) étant de limiter le spectre de la réponse impulsionnelle globale du filtre au premier lobe).

De tels filtres ont déjà été décrits dans la littérature citée, en particulier dans l'article de M.G. HOLLAND.

En général, ces filtres possèdent un transducteur d'entrée, dont la réponse impulsionnelle en bande de base a une durée égale à la période d'un élément binaire de la séquence pseudoaléatoire ("chip") et un

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

transducteur de sortie formé de la mise à la queue leu leu de transducteurs élémentaires ayant chacun une réponse impulsionnelle de très courte durée. Ces transducteurs élémentaires sont tous reliés aux électrodes collectrices du transducteur de sortie et polarisés suivant la séquence à laquelle le filtre doit être adapté. L'entrée peut s'effectuer indifféremment sur l'un ou l'autre des transducteurs, la sortie étant réalisée sur l'autre transducteur.

La figure 8 illustre un mode de réalisation d'un composant à ondes acoustiques de surface pouvant être utilisé avantageusement dans un récepteur conforme à l'invention. Dans ce mode de réalisation, le filtre traitant la voie de données comprend un transducteur d'entrée $(Te)_d$ et un transducteur de sortie $(Ts)_d$. Le filtre traitant la voie de référence comprend, de manière analogue, un transducteur d'entrée $(Te)_r$ et un transducteur de sortie $(Ts)_r$.

Le transducteur d'entrée possède une électrode de signal 70 et une électrode de masse 72. Le transducteur de sortie possède de manière similaire une électrode de signal 74 et une électrode à la masse 76. Le premier transducteur de sortie comprend une électrode de signal 78 et une électrode à la masse 80. Le second transducteur de sortie comprend de manière similaire une électrode de signal 82 et une électrode à la masse 84.

Dans la variante illustrée, les électrodes à la masse 72 et 76 d'une part et 80 et 84 d'autre part sont mises en commun.

Par ailleurs, en décalant le transducteur de sortie $(Ts)_d$ d'une distance $\underline{d}$ égale à un quart de longueur d'onde, c'est-à-dire de $v/4F$ si v est la vitesse de l'onde acoustique et F la fréquence, on

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

obtient simultanément avec le filtrage adapté, le déphasage de $\pi/2$ nécessaire à la démodulation (cf figure 6, le déphaseur 52).

Le composant illustré sur la figure 8 est utilisable quelles que soient les séquences pseudoaléatoires utilisées à l'émission. Mais il est possible de simplifier ce composant, en choisissant deux séquences particulières, à savoir réciproques. Des séquences réciproques sont définies de la manière suivante : étant donné une séquence a(t), la séquence réciproque $\hat{a}(t)$ est la séquence renversée dans le temps soit $\hat{a}(t) = a(T-t)$.

T étant la durée de la séquence a(t). On a toujours $T=NT_C$ où T_C est la durée d'un "chip".

Or, il s'avère que deux séquences réciproques jouissent de bonnes propriétés d'intercorrélation. En particulier, pour des m-séquences (ou séquence de longueur maximale) de période $N=2^n-1$, le coefficient d'intercorrélation de deux séquences réciproques est toujours inférieur à $2^{(n+2)/2}-1$ (alors que la fonction d'autocorrélation vaut 2^n-1 pour chacune d'entre elles à t=0).

Le choix de deux séquences réciproques pour moduler la voie de référence et la voie de données d'un système utilisant la modulation différentielle de phase synchrone, permet de réaliser un filtre adapté extrêmement simple et efficace comme représenté à la figure 9.

Ce filtre possède un seul transducteur d'entrée Te constitué de N transducteurs élémentaires polarisés suivant la séquence a(t) et deux transducteurs de sortie $(Ts)_d$ et $(Ts)_r$ disposés de part et d'autre du transducteur d'entrée Te.

Compte tenu des propriétés de réciprocité évoquées plus haut, il apparaît que si la partie droite réalise

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

la corrélation entre le signal d'entrée et la séquence a(t), la partie gauche réalise la corrélation entre le signal d'entrée et la séquence réciproque â(t).

Il est aisé de réaliser également, sur ce composant, le déphasage de $\pi/2$, en éloignant légèrement l'électrode de droite d'une longueur $l=v/4F_o$ comme pour le composant à deux voies séparées.

Les avantages de cette réalisation sont les multiples :

- le composant est extrêmement compact et il réalise deux corrélations avec seulement une seule électrode de forme complexe ;
- comme il est plus compact, le composant peut être réalisé en un grand nombre d'exemplaires sur une tranche de quartz et comme il n'y a qu'une électrode complexe les rendements de fabrication sont plus élevés ; le coût unitaire du composant est donc abaissé ;
- on peut facilement rendre ce composant programmable ;
- des composants personnalisés peuvent être réalisés en produisant des coupures dans les électrodes du transducteur d'entrée et ce par tirs laser.

Finalement, on peut souligner que le composant qui vient d'être décrit peut également être utilisé à l'émission. La voie correspondant à la séquence a(t) va générer le signal â(t) et vice versa.

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

REVENDICATIONS

1. Procédé de transmission à modulation de phase et à étalement de spectre par séquence directe, caractérisé par le fait que :

A) à l'émission :

- on produit une première séquence pseudo-aléatoire d'éléments binaires ($a_d(t)$),
- on multiplie les données à transmettre ($b(t)$) par cette première séquence pseudo-aléatoire,
- on engendre une première onde porteuse,
- on module en amplitude cette première onde porteuse par les données à transmettre multipliées par la première séquence pseudo-aléatoire ($Ab(t)a_d(t)\sin w_o t$),
- on produit une seconde séquence pseudo-aléatoire d'éléments binaires ($a_r(t)$) orthogonale à la première ($a_d(t)$) et synchrone avec celle-ci,
- on engendre une seconde onde porteuse à la même fréquence que la première,
- on module en amplitude cette seconde onde porteuse par la seconde séquence pseudo-aléatoire,
- on fait la somme de la première porteuse modulée et de la seconde porteuse modulée et on émet la somme,

B) à la réception

- on reçoit le signal transmis,
- on soumet le signal reçu à un premier filtrage adapté caractérisé par une réponse impulsionnelle qui est la renversée dans le temps ($a_d(T-t)$)de la première séquence pseudo-aléatoire ($a_d(t)$) utilisée à l'émission, ce qui donne un premier signal filtré ($s_d(t)$),
- on soumet le signal reçu à un second filtrage adapté caractérisé par une réponse impulsionnelle qui est la

renversée dans le temps ($a_r(T-t)$) de la seconde séquence pseudo-aléatoire ($a_r(t)$), ce qui donne un second signal filtré ($s_r(t)$),
- on démodule le premier signal filtré ($s_d(t)$) en utilisant le second signal filtré ($s_r(t)$) comme référence de phase.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait que la seconde porteuse ($A\cos w_o t$) est en quadrature avec la première ($A\sin w_o t$).

3. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 ou 2, caractérisé par le fait que la première séquence pseudo-aléatoire ($a_d(t)$) et la seconde ($a_r(t)$) sont inverses l'une de l'autre dans le temps (ou réciproques).

4. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé par le fait que, à l'émission, on multiplie, d'une part, la seconde séquence pseudo-aléatoire ($a_r(t)$) et, d'autre part, le signal ($Ab(t)a_d(t)$ résultant de la multiplication des symboles binaires à transmettre ($b(t)$) par la première séquence pseudo-aléatoire ($a_d(t)$), par une même troisième séquence pseudo-aléatoire $c(t)$ ayant une période égale à la période des symboles à transmettre.

5. Procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait qu'on utilise plusieurs voies de transmission pour autant de séquences de symboles binaires à transmettre, chaque voie utilisant sa propre séquence pseudo-aléatoire pour l'opération d'étalement de spectre, ces voies coopérant toutes avec une voie de référence utilisant une même séquence pseudo-aléatoire ($a_r(t)$) de référence, toutes ces séquences pseudo-

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

aléatoires étant synchrones et orthogonales deux à deux.

6. Emetteur pour la mise en oeuvre du procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait qu'il comprend :

- un premier générateur (30) délivrant une première séquence pseudo-aléatoire ($a_d(t)$),
- des premiers moyens (32) pour multiplier les symboles binaires à transmettre ($b(t)$) par ladite première séquence pseudo-aléatoire,
- un second générateur (40) délivrant une seconde séquence pseudo-aléatoire ($a_r(t)$) orthogonale à la première et synchrone avec celle-ci,
- un générateur (42) produisant, sur une première sortie, une première onde porteuse ($A\sin w_o t$) et sur une seconde sortie une seconde onde porteuse,
- un premier multiplieur (18) à deux entrées, l'une reliée à la première sortie du générateur (42), et l'autre aux premiers moyens (32),
- un second multiplieur (44) à deux entrées, l'une reliée au second générateur (40) délivrant la seconde séquence pseudo-aléatoire et l'autre à la seconde sortie du générateur (42) délivrant la seconde porteuse,
- un circuit de sommation (46) à deux entrées reliées respectivement au premier et au second multiplieur (18, 44).

7. Emetteur selon la revendication 6, caractérisé par le fait que le générateur (42) délivre une seconde porteuse en quadrature avec la première.

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

8. Récepteur pour la mise en oeuvre du procédé selon la revendication 1, caractérisé par le fait qu'il comprend :

- un premier filtre adapté (20) ayant une première réponse impulsionnelle qui est la renversée dans le temps ($a_d(T-t)$) de la première séquence pseudo-aléatoire ($a_d(t)$) utilisée à l'émission, ce premier filtre étant relié à l'entrée (Er) du récepteur et délivrant un premier signal filtré ($s(t)$),
- un second filtre adapté (50) ayant une réponse impulsionnelle qui est la renversée dans le temps ($a_r(T-t)$) de la seconde séquence pseudo-aléatoire ($a_r(T-t)$) utilisée à l'émission, ce second filtre (50) étant relié à l'entrée (Er) du récepteur et délivrant un second signal filtré ($s_r(t)$),
- des moyens (52, 24, 26, 28) reliés au premier (20) et au second (50) filtres aptes à démoduler le premier signal filtré ($s_d(t)$) en prenant le second signal filtré ($s_r(t)$) comme référence de phase.

9. Récepteur selon la revendication 8, caractérisé par le fait qu'il comprend :

- un déphaseur (57) de $\pi/2$ placé à la sortie du premier filtre adapté (20),
- un multiplieur (24) à deux entrées, l'une reliée au second filtre adapté (50) et l'autre au déphaseur (52),
- un intégrateur (26) relié au multiplieur (24),
- un circuit logique de décision (28) relié à l'intégrateur (26), ce circuit délivrant, sur une sortie (S_r), les données ($b(t)$).

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

10. Récepteur selon la revendication 8, caractérisé par le fait que le premier et le second filtres adaptés (20, 50) sont constitués respectivement par un premier et par un second filtres à onde acoustique de surface ((Te)d), (Ts)d) ; ((Te)r, (Ts)r).

11. Composant pour récepteur selon la revendication 10, caractérisé par le fait qu'il comprend :

- un premier transducteur d'entrée $((Te)_d)$ avec une électrode de signal (70) et une électrode à la masse (72) et un premier transducteur de sortie $((Ts)_d)$ avec une électrode de signal (78) et une électrode à la masse (80),
- un second transducteur d'entrée $((Te)_r)$, avec une électrode signal (74) et une électrode à la masse (76) et un second transducteur de sortie $((Ts)_r)$ avec une électrode de signal (78) et une électrode à la masse (84),
- les électrodes à la masse des deux transducteurs d'entrée (72, 76) étant communes et les deux transducteurs d'entrée $((Te)_d)$, $((Te)_r)$ étant disposées de part et d'autre de cette électrode commune (72, 76),
- les électrodes à la masse (80, 84) des deux transducteurs de sortie étant communes et les deux transducteurs de sortie $((Ts)_d)$, $((Ts)_r)$ étant disposés de part et d'autre de cette électrode commune (80, 84).

12. Composant selon la revendication 11, caractérisé par le fait que les première et seconde séquences pseudoaléatoires ($a_d(t)$, $a_r(t)$) utilisées à l'émission étant réciproques, les premier et second transducteurs d'entrée $(Te)_d$, $(Te)_r$ sont confondus en un transducteur d'entrée unique (Te), l'un des

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

transducteurs de sortie $(Ts)_d$ étant disposé à gauche de cet unique transducteur (Te) et l'autre $(Ts)_r$ à droite.

13. Composant selon l'une quelconque des revendications 11 ou 12, caractérisé par le fait que la distance séparant le transducteur d'entrée $(Te)_d$ du transducteur de sortie $(Ts)_d$ pour le filtre relatif aux données est supérieure à la distance correspondante pour le filtre relatif à la référence d'une quantité (d) correspondant à un quart de longueur d'onde de l'onde acoustique de surface.

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

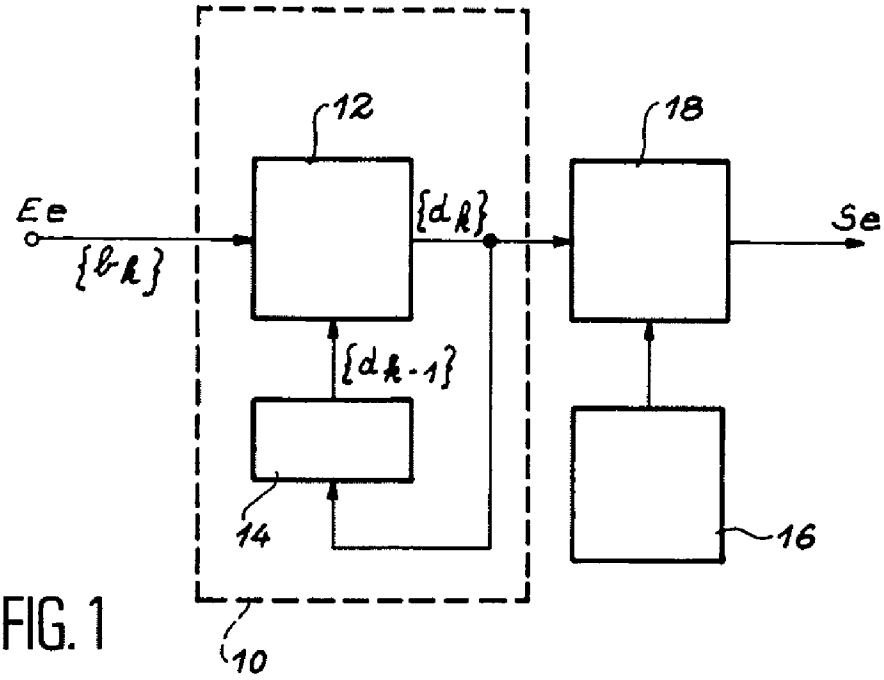


FIG. 1

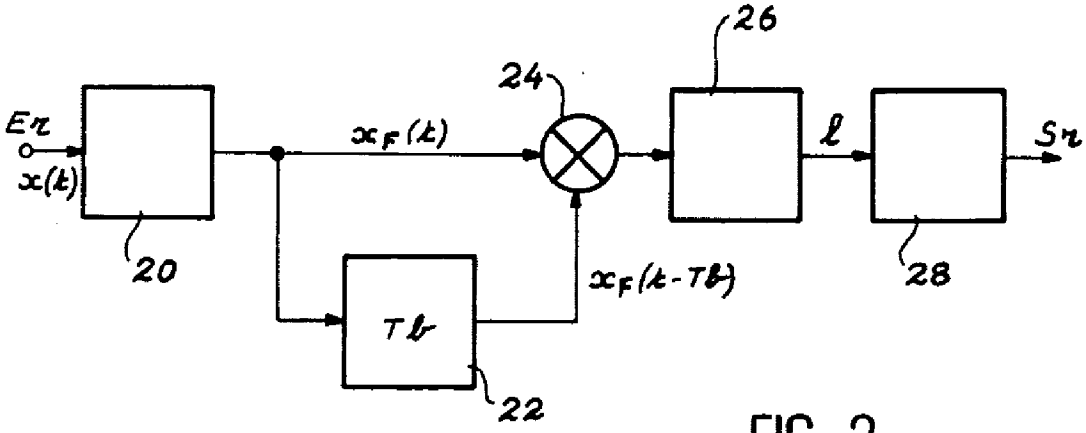


FIG. 2

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

2712129

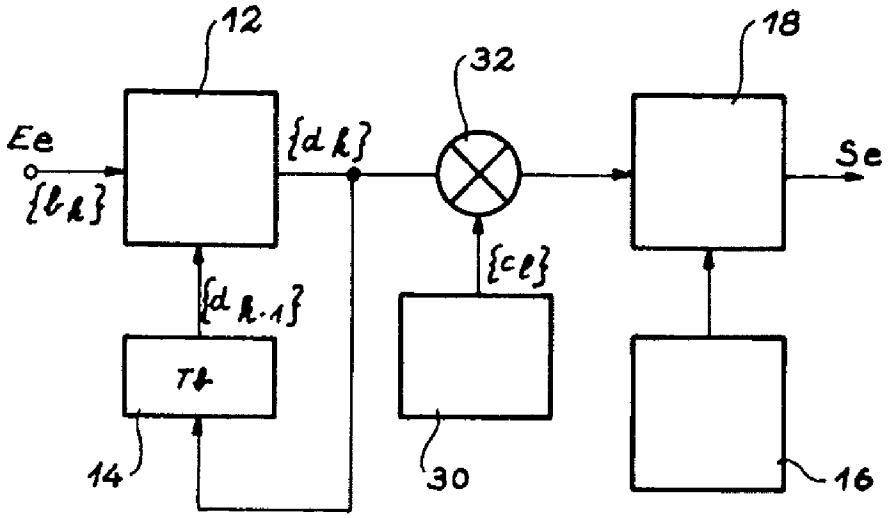


FIG. 3

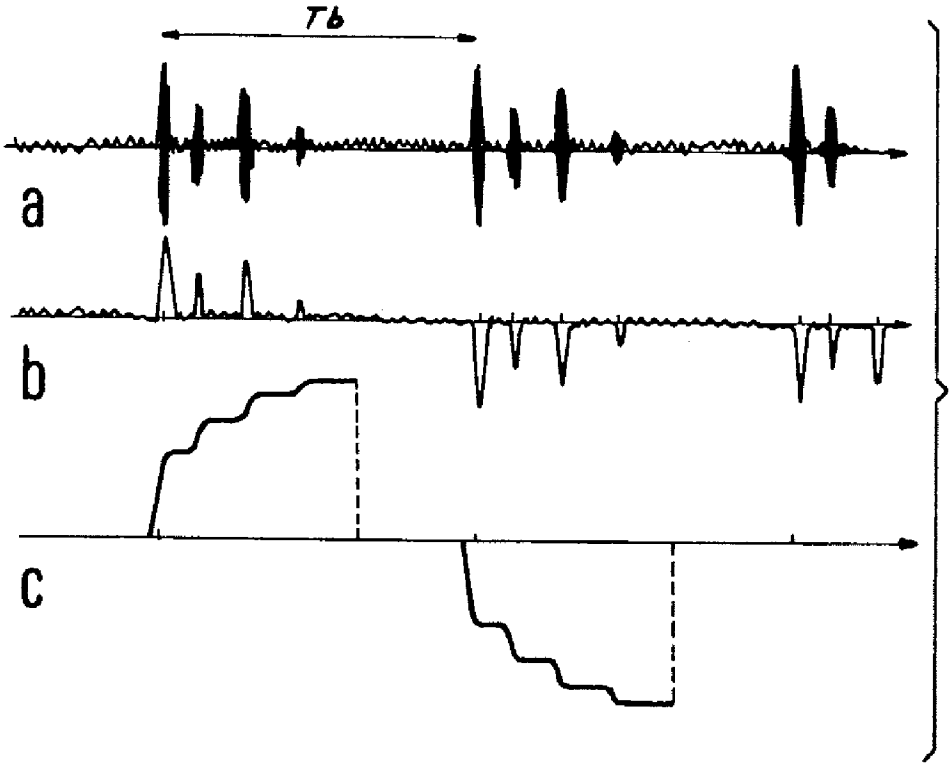


FIG. 4

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

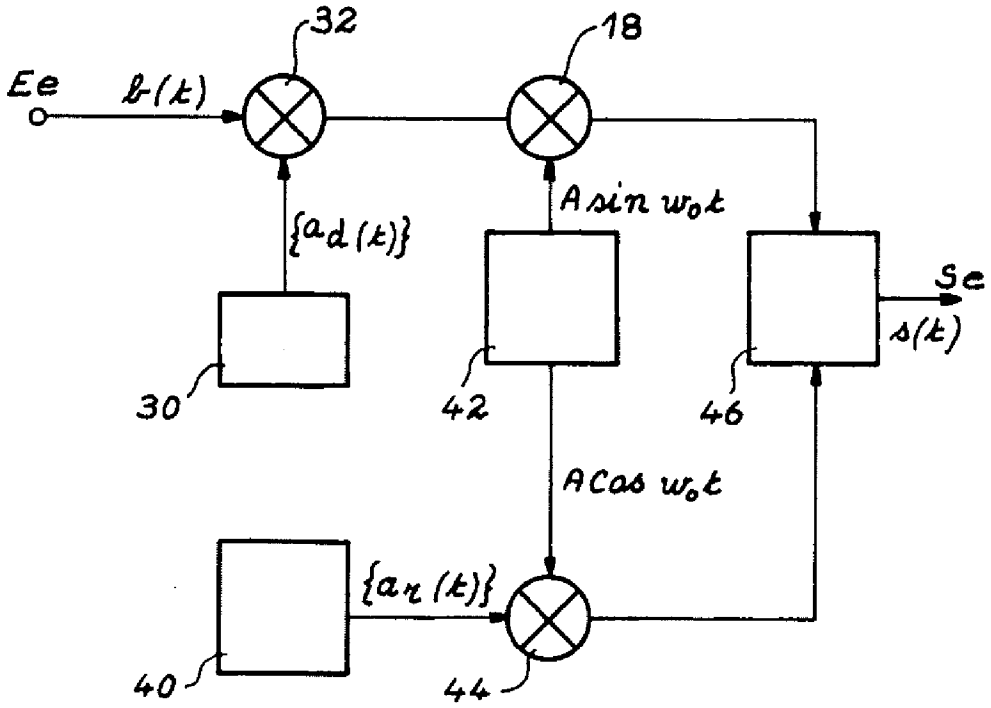


FIG. 5

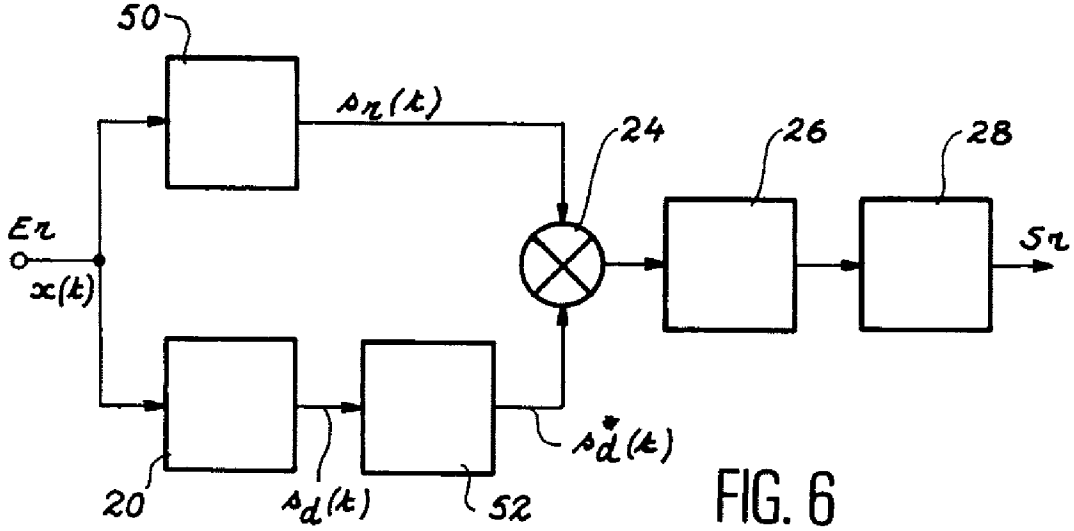


FIG. 6

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

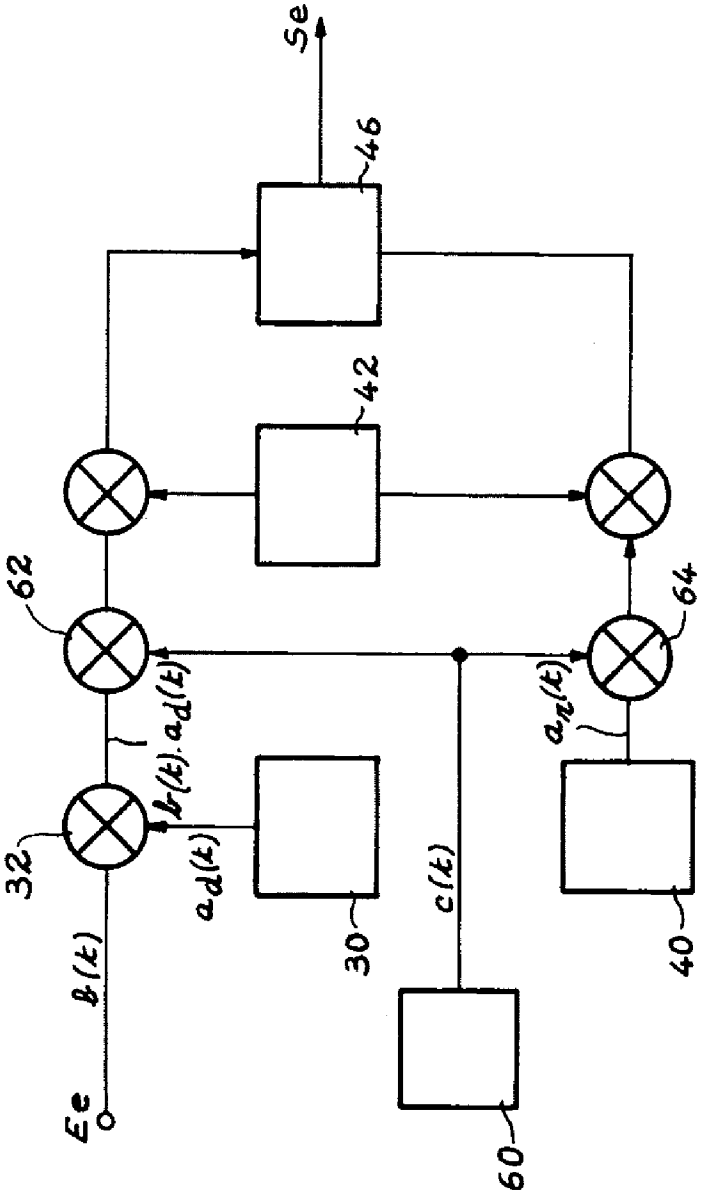


FIG. 7

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

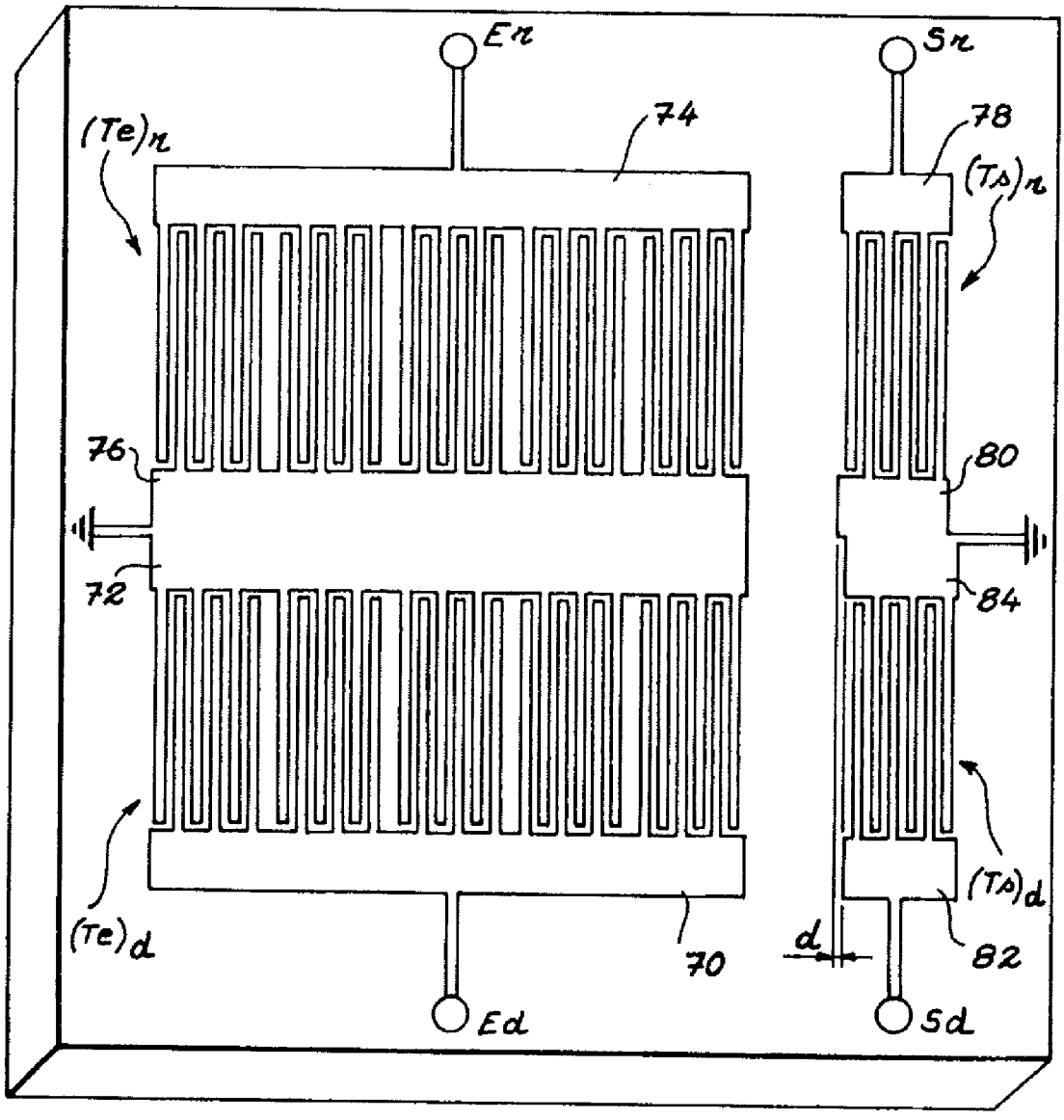


FIG. 8

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

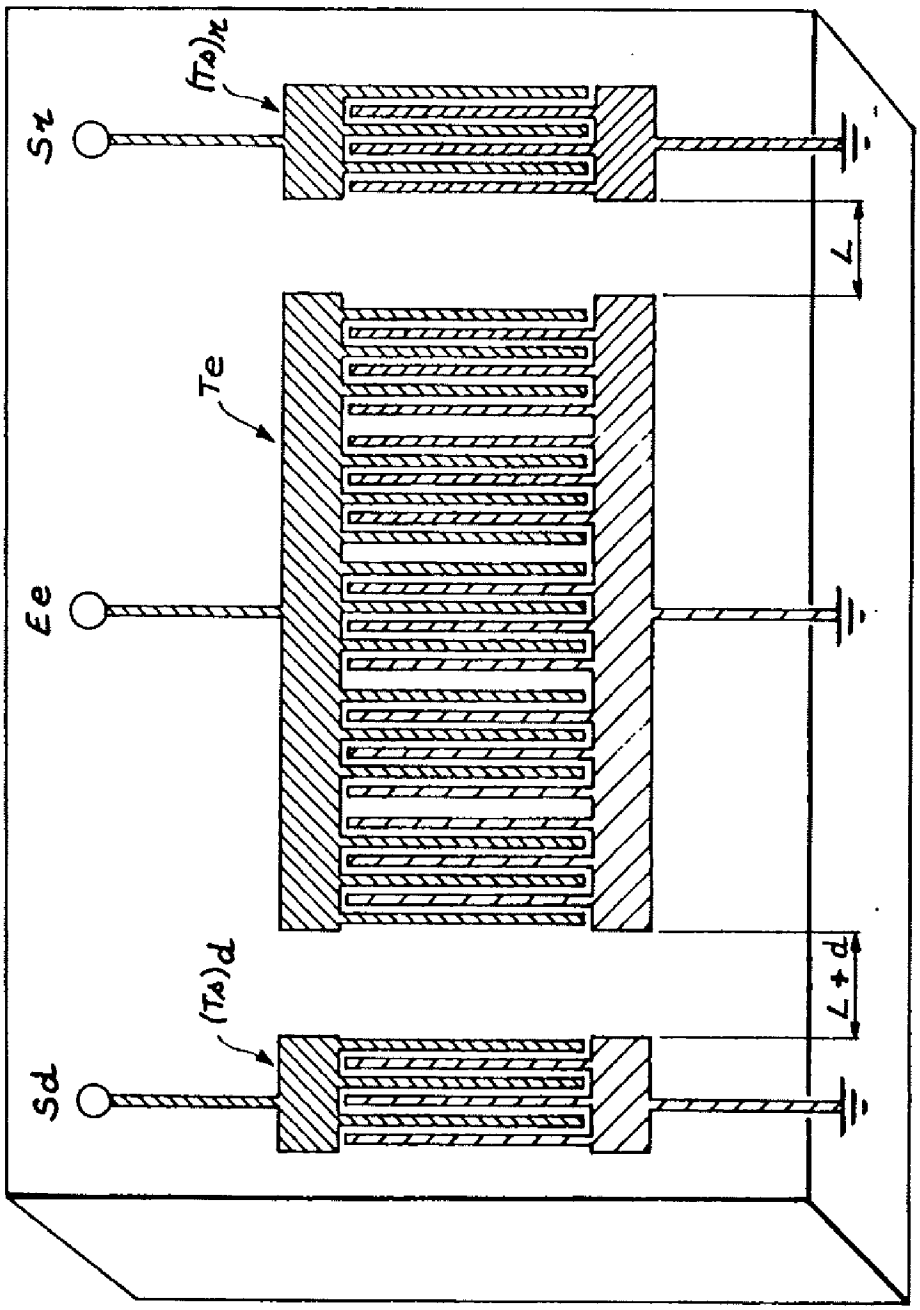


FIG. 9

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>

REPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE PRELIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications déposées avant le commencement de la recherche

2712129

N° d'enregistrement national

FA 494528
FR 9313001

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	Revendications concernées de la demande examinée
X	WO-A-92 10892 (SCS MOBILECOM, INC.) * page 2, ligne 21 - page 6, ligne 2 *	1,5,6,8
A	EP-A-0 360 476 (AMERICAN TELEPHONE & TELEGRAPH COMPANY) * abrégé * * page 2, colonne 2, ligne 52 - page 3, colonne 3, ligne 6; revendications 1,4 *	1,2,6-9
A	WO-A-92 02997 (OMNIPOINT DATA COMPANY, INC.) * page 11, ligne 4 - page 13, ligne 20; figures 2A-C,3A-C *	3,10-13

DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.Cl.5)

H04B
H04J

Date d'achèvement de la recherche: 15 Juillet 1994

Examinateur: Bossen, M

CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES

X : particulièrement pertinent à lui seul
Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie
A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général
O : divulgation non-écrite
P : document intercalaire

T : théorie ou principe à la base de l'invention
E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure.
D : cité dans la demande
L : cité pour d'autres raisons

& : membre de la même famille, document correspondant

EPO FORM 1503 03.82 (P04C01)

1

BNSDOCID: <FR_____2712129A1_I_>